

利用附加电感实现高频功率 MOSFET 谐振栅极驱动

沈刚 王华民

西安理工大学

摘要:通过在功率 MOSFET 栅极驱动回路增加附加电感,利用栅极电容与附加电感的能量交换实现谐振栅极驱动,从而降低驱动功率损耗。保证该电路可以在高频情况下正常运行。实验验证了该方法的正确性与实用性。

关键词:功率 MOSFET 附加电感 功率损耗 高频

Implement of Resonant Gate Drive for High Frequency Power MOSFET with Additional Inductor

Shen Gang Wang Huamin

Abstract: A resonant gate drive circuit is introduced in this paper. In this circuit, an additional inductor is connected to the gate of power MOSFET. Hence, the energy between the gate capacitance and the additional inductor can be exchanged, the driving power dissipation can decrease. All those enable the circuit to operate well in high frequency. Through experiments, it proves that the circuit is correct and practical.

Keywords: power MOSFET additional inductor power dissipation high frequency

1 引言

目前,在驱动功率 MOSFET 时,广泛使用的是传统的硬开关式栅极驱动电路,该类驱动电路主要有以下缺点:①驱动电路本身的功率损耗较大,限制了其在高频情况下的应用;②必须具备电平移动的功能,增加了电路的复杂性;③充放电回路中的寄生电感会引起电路的振荡,这对电路的稳定性是不利的。

针对传统功率 MOSFET 驱动电路的缺点,目前已有大量的专利文献提出了多种方法来解决。然而,这些方法由于都有各自的局限性而都没有得到普遍的接受和应用。

为了解决传统功率 MOSFET 栅极驱动电路的不足,本文介绍了一种谐振栅极驱动电路,它通过利用外加的电感与功率 MOSFET 栅极电容发生谐振,从而直接在功率 MOSFET 栅极电容上产生驱动信号。由于利用的是 LC 电路的谐振原理,在功率 MOSFET 开通和关断时,电容上的能量只是和电感进行交换,并没有发生损耗,所以该

电路可以在较高的频率下工作。同时,由于是直接栅极电容上产生驱动信号,所以不需要电平移动电路,简化了电路的结构。另外,充放电回路中的杂散电感可以作为外加电感的一部分参与谐振,从而避免了回路振荡现象的出现。

2 工作原理

本文介绍的谐振栅极驱动电路的原理图如图 1 所示。其中, S_1, S_2 是 2 个交替导通的开关管; C 是 MOSFET 栅极电容; L 是外加的电感; D_1, D_2 是 2 个二极管,用于限制电容充放电的路径; V_s 是外加的电源; R_{on} 是开关管 S_1, S_2 的导通电阻。

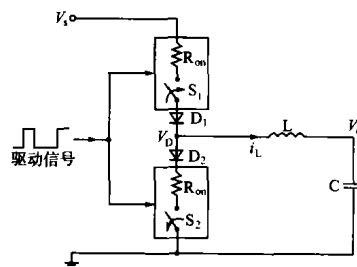


图 1 谐振栅极驱动电路原理图

该电路的工作波形如图 2 所示。

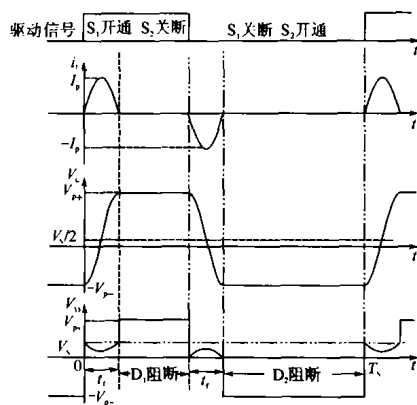


图 2 电路工作波形图

工作原理:首先假设在 $t=0$ 之前电容 C 已充满负向的,即 V_C 为负电压,开关管 S_1 关断, S_2 导通。 D_2 阻断,并在其上有一个 V_{p-} 的压降, S_1 上的压降为 $V_s - (-V_{p-}) = V_{p+}$ 。在 $t=0$ 时,开关管 S_1 导通, S_2 关断。此时,将会有一电流 i_L 从电源通过开关管 S_1 、二极管 D_1 、电感 L 进入到电容 C 中,该电流的波形是半个周期的正弦波,即电路出现了半个周期的谐振。经过 t_r 时间后,电路的谐振被 D_1 停止,这个过程使得电容 C 上的电压从 $-V_{p-}$ 变到 V_{p+} 。在这之后,电容 C 保持这种状态,直到开关管 S_1 关断, S_2 导通为止。当驱动信号到来使得开关管 S_1 关断, S_2 导通时,出现与上述相同的一个过程,只不过是电流 i_L 从电容 C 流过开关管 S_2 、二极管 D_2 以及反向流过电感 L 。因此,电容 C 是先放电再反向充电,直到 $-V_{p-}$ 为止。整个过程周而复始不断循环,从而就可以在电容 C 上得到一种类似正弦的电压波形 V_C ,各点波形如图 2 所示。显然,电容 C 上储存的能量是不断循环的,而电容 C 两端的电压 V_C 也不断在 V_{p+} 和 $-V_{p-}$ 之间变换。可以看出,整个电路是一个闭环的能量系统,能量的输入等于能量的消耗,由于电容 C 上的能量只是在不断地循环并不消耗,因此电路上的损耗主要由开关管 S_1 、 S_2 的导通电阻以及二极管 D_1 、 D_2 引起。显然,开关管 S_1 、 S_2 的导通电阻越小,二极管 D_1 、 D_2 的通态电阻越小,电路消耗的能量就越小,于是所需外界提供的能量就越小,也就是所需电源电压 V_s 越小。如果开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_1 、 D_2 均是理想的话,那么系统就没有损耗,也就不需要电源 V_s 了。

根据电路的工作原理,得到如下的一些公式,并通过这些公式推导出驱动电路的功率损耗。由 LC 谐振电路的原理,可以得到:

电源品质因数

$$Q = \frac{1}{R_{on}} \sqrt{L/C} \quad (1)$$

电路谐振频率

$$f_s = 1/(2\pi \sqrt{LC}) \quad (2)$$

上升、下降时间

$$t_r = t_f = \pi \sqrt{LC} \quad (3)$$

根据图 1,可以求得流过每一开关管的峰值电流 I_p 的大小

$$I_p = \frac{2(V_s - 2V_{don})}{\pi R_{on}} \quad (4)$$

式中: V_{don} 为二极管正向压降。

可以得到电容上的正向峰值电压 V_{p+} 和负向峰值电压 V_{p-} 分别为

$$V_{p+} = \frac{2(V_s - 2V_{don})}{\pi R_{on}} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{V_s}{2} \quad (5)$$

$$V_{p-} = -\frac{2(V_s - 2V_{don})}{\pi R_{on}} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{V_s}{2} \quad (6)$$

根据上述等式,可以得到各器件上的功率损耗和驱动电路的全部功率损耗分别为

开关管 S_1 、 S_2 通态电阻上的损耗

$$P_1 = P_2 = \frac{4f_s \sqrt{LC}}{\pi R_{on}} (V_s - 2V_{don})^2 \quad (7)$$

二极管 D_1 、 D_2 上的损耗

$$P_3 = P_4 = \frac{8f_s \sqrt{LC}}{\pi R_{on}} (V_s - 2V_{don}) V_{don} \quad (8)$$

由式(7)、式(8)得到电路全部的功率损耗为

$$P_{total} = \frac{4f_s \sqrt{LC}}{\pi R_{on}} (V_s - 2V_{don}) V_s \quad (9)$$

3 实验电路

具体的实验电路如图 3 所示。驱动信号加到 P 沟道、N 沟道 MOSFET 对 S_1 和 S_2 上,让 S_1 、 S_2 轮流导通。当 S_1 导通、 S_2 关断时,外加电源通过 S_1 、 D_1 、 L 给被驱动 MOSFET 的输入电容 C 充电,当充电到一定程度被驱动 MOSFET 的栅极

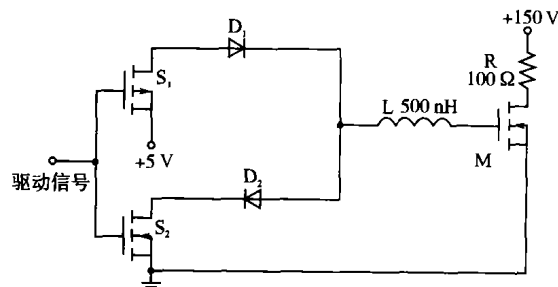


图 3 谐振栅极驱动电路

电压超过其阈值电压时,该 MOSFET 开通;当 S_1 关断、 S_2 开通时,被驱动 MOSFET 的输入电容 C 通过 L 、 D_2 、 S_2 放电,当放电到一定程度被驱动 MOSFET 的栅极电压低于其阈值电压时,该 MOSFET 关断。

下面讨论该电路中各元件的选取问题。

3.1 栅极电感大小的选择

在确定栅极电感之前,我们先看一下被驱动 MOSFET 的栅极电容大小的确定,根据电容大小以及谐振频率(即开关频率)可以求得电感的大小。对于大多数厂家生产的功率 MOSFET 而言,都可以从该产品的数据资料上查得栅极电容的大小,从而根据等式(2)求得电感 L 的大小。不过需要注意的是,线路布局引起的杂散电感必须考虑,因此图 3 中的电感 L 是考虑了杂散电感以后的值。另外,由于电路不可避免的存在杂散电容、使得电路中实际电容的值比被驱动 MOSFET 的栅极电容要大,所以实际电感的值应比计算得到的值小一些。电感 L 不能太小,否则栅极电压不会出现负压,这对能否可靠关断是不利的;但是电感 L 也不能太大,否则会使得 MOSFET 开通和关断时间变长,并引起振荡。

3.2 开关元件 S_1 、 S_2 的选取

开关元件 S_1 、 S_2 分别采用 P 沟道和 N 沟道功率 MOSFET,并且要求有较短的开关时间和较低的导通电阻,以减少功率损耗。选用一些小功率的 MOSFET 比较合适,因为这些器件输入输出电容较小,可以用在比较高频率的场合,而且它们的通态电阻较小,可以减少功率损耗。

3.3 二极管 D_1 、 D_2 的选取

前面已经提到,最理想的应当是正向压降为 0 的二极管,在实际应用中应当选用正向压降尽可能低的二极管。另外,该二极管还必须具有快速反向恢复能力,而且反向漏压降也要尽可能低。肖特基二极管是满足这些要求的最佳二极管。使用中,可以根据实际需要选择具体的肖特基二极管。

4 实验结果及分析

在本电路中,开关管 S_1 、 S_2 分别选用 IR 公司的 IRFD9110 和 IRFD110,这两种小功率 MOSFET 具有低导通电阻(0.54Ω)和短开关时间(47 ns)等优点,且它们的输入、输出电容较小(200 pF、94 pF); D_1 、 D_2 选用具有低正向压降和快速反向恢复能力等优点的肖特基二极管 ESAC82-004;在考虑杂

散电感之后,电感 L 取 500 nH;被驱动功率 MOSFET 选用 IR 公司的 IRFP22N50A(22 A, 500 V),其输入电容为 3450 pF;驱动信号的频率为 1 MHz。具体的实验结果如图 4 所示。

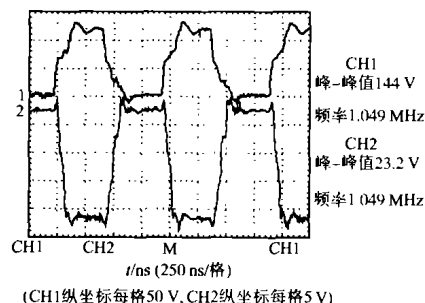


图 4 工作频率为 1 MHz 时漏极、栅极电压波形

显然,若使用传统方法得到 +12 V 幅值输出的驱动信号时,驱动电源应为 +12 V。而使用谐振驱动方法时,要得到同样 +12 V 幅值的驱动信号,只需 +5 V 的驱动电源即可。也就是说,该电路在 -8 V 到 +12 V 之间驱动功率 MOSFET 时的功率损耗低于使用传统的方法驱动同一功率 MOSFET 时的功率损耗的一半。显然,功率损耗越低,那么该电路就可以工作在越高的频率下。经过测试,该电路在驱动功率 MOSFET 时,频率最高可以达到 3 MHz 左右,并且可以用在任何大容量负载情况下。

5 结论

通过上述实验,证明该电路是非常实用的。通过改变输入驱动信号的占空比和工作频率,可以满足不同的应用要求,这与传统的驱动电路一致。该电路由于具有较低的功率损耗和较快的开关时间,并且可以在较高的频率下工作,因而被广泛地应用于各种需要栅极驱动的场合。目前,该电路已经应用到用于控制单晶的超高频大功率感应加热电源的研制中,且效果良好。

参考文献

- 1 Ian D de Vries. A Resonant Power MOSFET/IGBT Gate Driver. IEEE 2002, 0-7803-7404-5
- 2 Boris S Jacobson. High Frequency Resonant Gate Drive for a Power MOSFET. United States Patent, 1993, US5264736
- 3 李序葆,赵永健. 电力电子器件及其应用. 北京:机械工业出版社,2001

收稿日期:2003-08-26

修改稿日期:2004-09-28